

II Congreso Internacional en Inteligencia Ambiental, Ingeniería de Software y Salud Electrónica y Móvil
AmITIC 2018
12 al 14 de septiembre de 2018
David, Chiriquí, República de Panamá

Control Híbrido Óptimo en una Modulación de Vector Espacial (SVM) para un Inversor de Potencia Electrica

Ruthber Rodriguez Serrezuel^{1*}, Miguel Ángel Tovar Cardozo²,
Viviana Katherine Ordoñez Benavides¹ and Andrés Mauricio Navarrete¹

¹ Ingeniería Industrial, Corporación Universitaria del Huila, CORHUILA, Colombia

² Facultad de Administración de Empresas, Corporación Universitaria Minuto de Dios

Uniminuto, República de Colombia

ruthber.rodriguez@corhuila.edu.co

RESUMEN—En el presente artículo se muestran los resultados generados durante la investigación del problema de control híbrido óptimo para la modulación vectorial espacial (SVM), permitiendo enfocarlo a control híbrido óptimo para la modulación de ancho de pulso (PWM). La descripción teórica se centra en el proceso de modulación por la cual permite la creación de formas de onda de corriente alterna (CA) aplicados en motores trifásicos con amplificadores de clase D. Con la presente contribuimos a la reducción de deformaciones senoidales de la corriente (distorsión armónica total, THD) producidas por el cambio rápido inherente en la implementación de nuestro algoritmo. Los resultados se observan en las simulaciones obtenidas a través del software Matlab/Simulink.

Palabras claves— Control Híbrido, Labview, Modulación Vector Espacial.

ABSTRACT—In the present article there appear the results generated during the investigation of the problem of hybrid ideal control for the vectorial spatial modulation (SVM), allowing to focus it on hybrid ideal control for the modulation of width of pulse (PWM). The theoretical description centres on the process of modulation for which it allows the creation of waveforms of alternating current (CA) applied in three-phase engines with amplifiers of class D. With the present one we contribute to the reduction of deformations senoidales of the current (harmonic total distortion, THD) produced by the rapid inherent change in the implementation of our algorithm. The results Simulink is observed in the simulations obtained across the software Matlab/Simulink.

Keywords— Hybrid control, Labview, Modulation, Spatial Vector

1. Introducción

La amplia competencia que se presenta actualmente en el mercado industrial da lugar a la búsqueda de estrategias que permitan dar soluciones a los problemas de ingeniería en sistemas no lineales dando gran importancia al uso del control híbrido óptimo (véase, por ejemplo, [1], [2], [3]). Tendremos en el control de Pulse Width Modulation (PWM) algoritmos de Modulación del Vector Espacial (SVM) [4], utilizados para generar formas de ondas de Corriente Alterna (AC) [5], [6], permitiendo así controlar el comportamiento dinámico de los motores trifásicos de CA [7].

Las diferentes variaciones de SVM dan resultados diferentes de requisitos de calidad y computación. Por la cual la herramienta de generación de trayectorias óptimas bajo el Principio de Maximum Hybrid generando el producto del Principio Máximo de Pontryagin classic [8], [9], [10], es la principal herramienta para el problema de control híbrido.

Una variación del Principio Máximo Híbrido en nuestra Modulación del Vector Espacial es analizada bajo el supuesto de cierta restricción. De tal forma que estas suposiciones aseguren que las "variaciones de aguja" tradicionales sean variaciones aceptables [13], [14], [15].

Ya que para el análisis de circuitos trifásicos se basa en la evolución del rendimiento del microprocesador, enfocando la demanda a mejores rendimientos en los accionamientos y en la generalización de las transformaciones Park (1929) y Clarke (1958). Van Der Broeck (1988) implementó la técnica PWM la cual se basa en Vectores Espaciales SV-PWM (Space Vector - PWM) propuesta anteriormente también por Pfaff (1984).

Actualmente, en las aplicaciones de control para motores de inducción con inversores trifásicos la modulación SV-PWM es la técnica más implementada. En la modulación PWM la cual se basa en Vectores Espaciales se encuentra la interacción entre las fases,

pero se procesa un solo modulador en el Vector Espacial de voltaje del conjunto trifásico [11], [12], [13] para no usar un modular por cada fase.

Los diferentes requisitos de calidad y computación [13], [14] generadas en SVM crean un área activa de desarrollo para la reducción de la distorsión armónica total (THD) establecida por el cambio rápido inherente presentada a estos algoritmos [15], [16].

Nuestro trabajo está organizado de la siguiente manera. En la sección 2, encontramos el problema de la formulación del control híbrido óptimo, la metodología, los materiales y algunos aspectos básicos. La sesión 3, está dedicada a mostrar los resultados y discutir la evaluación obtenida del problema de control híbrido óptimo utilizado para el desarrollo de la Modulación de Vector Espacial (SVM). En la sección 4, presentamos las conclusiones obtenidas del enfoque computacional utilizado en función del gradiente para el problema inicial de la Modulación Espacial del Vector (SVM) [8], [9], [10].

2. Formulación de problemas de Control Óptimo

La siguiente ecuación lineal representa un sistema dinámico típico:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(t, x(t), u(t)), & t \in [t_0, t_f] \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (1)$$

En eso: $f: [t_0, t_f] \times \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \rightarrow \mathbf{R}^n$. Cartografía $u(\cdot): [t_0, t_f] \rightarrow \mathbf{R}^m$ mejor llamado control donde $x_0 \in \mathbf{R}^n$ es la parte principal y la respuesta de (1) es una función continua $x(\cdot): [t_0, t_f] \rightarrow \mathbf{R}^n$ llamado control de estado de ruta $u(\cdot)$ [13], [14].

Debemos asumir que para cualquier $x_0(0)$ y cualquier control $u(\cdot)$ Hay una respuesta a la ecuación (1). De la misma manera, el rendimiento de control aplicado al sistema también se calcula de la siguiente manera:

$$J(u(\cdot)) = \int_{t_0}^{t_f} g(t, x(t), u(t)) dt + h(x(t_f)) \quad (2)$$

Donde $g: [t_0, t_f] \times \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \rightarrow \mathbf{R}$ y $h: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$ el término del lado derecho de la ecuación se llama "costo de ejecución" y el lado izquierdo de la ecuación se denomina "terminal de costo". Normalmente podemos

encontrar restricciones de control óptimas en los estados del sistema y en el control, estos se pueden determinar de la siguiente manera:

$$x(t) \in S, u(t) \in U, \forall t \in [t_0, t_f].$$

Donde $S \subseteq \mathbf{R}^n$ y $U \subseteq \mathbf{R}^m$. $u(\cdot)$ el control se llama control admisible, y el par $(x(\cdot), u(\cdot))$ admisible si:

1. $u(\cdot) \in U$.
2. $x(\cdot)$ es la única solución continua (1).
3. el estado de restricción está satisfecho.
4. $t \rightarrow f(t, x(t), u(t)) \in L_1 [t_0, t_f]$.

El grupo de controles admisibles está enmarcado por $U_{adm} [t_0, t_f]$.

2.1 Principio Máximo de Pontryagin

En la teoría del control óptimo, el Principio de Máximo es muy importante. Esta afirma que cualquier control óptimo junto con su trayectoria de estado debe cumplir la condición llamada sistema Hamiltoniano.

También desde el preámbulo matemático del Principio Máximo, es fácil maximizar el sistema Hamiltoniano como el argumento principal. El Principio Máximo: $(x^*(\cdot), u^*(\cdot))$, se define como un par de control óptimo clásico, luego hay una función continua $p(\cdot): [t_0, t_f] \rightarrow \mathbf{R}$

$$\begin{cases} \dot{p}(t) = f_t(x^*(t), u^*(t))^T p(t) + g_x(t, x^*(t), u^*(t)), \\ t \in [t_0, t_f] \\ p(t_f) = -h_f(x^*(t_f)) \end{cases} \quad (3)$$

Donde x es la derivada parcial:

$$\begin{aligned} f_x &= \frac{\partial f}{\partial x}, \quad g_x = \frac{\partial g}{\partial x}, \quad h_x = \frac{\partial h}{\partial x} \\ H(t, x^*(t), u^*(t), p(t)) &= \max_{u \in U} \\ H(t, x^*(t), u, p(t)), \quad t &\in [t_0, t_f]. \end{aligned}$$

Donde U representa el conjunto de controles admisibles más:

$$\begin{aligned} H(t, x, u, p) &= \langle p, f(t, x, u) \rangle - g(t, x, u), \quad (t, x, u, p) \\ &\in [t_0, t_f] \times \mathbf{R}^n \times \mathbf{U} \times \mathbf{R}^n. \end{aligned}$$

Con $\langle \cdot, \cdot \rangle$ Representa el producto doméstico estándar en \mathbf{R}^n .

2.2 El sistema de ecuación y programación dinámica de Hamilton-Jacobi-Bellman

Establecemos un sistema dinámico expresado de la siguiente manera:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(t, x(t), u(t)), & t \in [t_0, t_f] \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (4)$$

Se requiere minimizar el control de rendimiento suministrado al sistema dado:

$$J(u(.)) = \int_{t_0}^{t_f} g(x(t), u(t), t) dt + h(x(t_f)) \quad (5)$$

Debemos tener en cuenta que las condiciones iniciales permanecen estáticas [18], cual es la hora inicial t_0 y el estado inicial $x(t_0) = x_0$.

A. Control mínimo con conmutación de tiempo

El problema del control de tiempo mínimo se presenta como un caso de aplicación para el Principio Máximo, en el que se propone un problema de optimización con restricciones, de la siguiente manera:

$$J(u(.)) = \int_{t_0}^{t_f} 1 dt = t_f - t_0$$

Sometido a $-1 \leq u(t) \leq 1$ y condiciones finales nulas deseadas para el vector de estados (i.e. $\Psi(x(t_f)) = 0$), a partir de condiciones iniciales arbitrarias [19]. Por lo tanto, la forma adoptada por el sistema Lagrangiano:

$$L(x, u) = 1$$

Donde es posible formular el Hamiltoniano correspondiente:

$$H(t, x^*(t), u, \lambda(t)) = 1 + \lambda^T f(x, u)$$

Eso para el caso de un sistema lineal:

$$\dot{x} = Ax(t) + B u(t)$$

Por el Principio de Máximo, en una solución óptima de tipo [20]:

$$u(t) = -\text{sign}(B^T \lambda(t))$$

B. Control híbrido óptimo de la Modulación del Vector Espacial

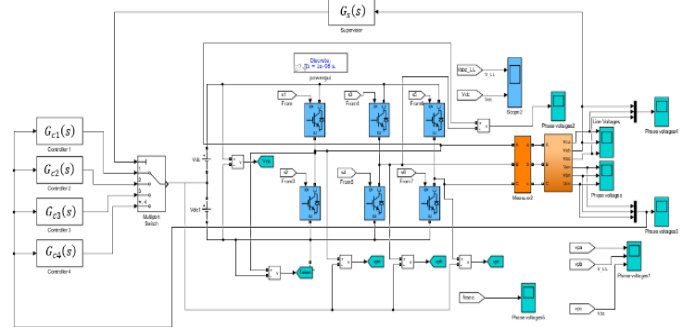


Figura 1. Diagrama de bloque del sistema de control híbrido desarrollado en Simulink

La Modulación del Vector Espacial se refiere a un proceso de conmutación especial que se basa en los interruptores superiores de un convertidor de matriz trifásica. Dicha conmutación puede llevarse a cabo utilizando un controlador híbrido óptimo que gobierna adecuadamente las fases del inversor.

En la teoría, SVM trabaja una tensión sinusoidal como un fasor o vector de amplitud que gira a una frecuencia angular constante, ω . Dicho vector de amplitud constante se representa en el plano d-q donde significa los ejes real e imaginario respectivamente.

Como SVM toma las tres señales o los voltajes de modulación como si fueran una sola unidad, la suma de vectores de las tres señales o los tres voltajes de modulación se conocen como voltaje de referencia, V_{ref} . Esta magnitud está relacionada con la magnitud de la tensión de salida de las topologías de conmutación.

El objetivo del control híbrido óptimo de la SVM es aproximar el vector de voltaje de referencia, V_{oref} de las topologías de conmutación. Si tenemos una red trifásica en equilibrio, los voltajes instantáneos se pueden expresar como:

$$\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} = v_o \begin{bmatrix} \cos \omega_o t \\ \cos (\omega_o t - 120) \\ \cos (\omega_o t - 240) \end{bmatrix} \quad (6)$$

La expresión anterior se puede representar en términos del vector espacial complejo, por lo tanto:

$$\vec{V}_o = \frac{2}{3} \left[v_1(t) + v_2(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_3(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] = v_o e^{j\omega_o t} \quad (7)$$

Para la propiedad de Euler, tenemos:

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

Representa un operador de cambio de fase y dos de tres partes ($\frac{2}{3}$) es un factor de escala igual a la relación entre la magnitud de la tensión de salida de línea a línea y la del vector de tensión de salida. La velocidad angular del vector es ω_o y su magnitud V_o . Del mismo modo, la representación del vector espacial de la tensión de entrada al inversor trifásico vendrá dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = v_i \begin{bmatrix} \cos \omega_o t \\ \cos (\omega_o t - 120) \\ \cos (\omega_o t - 240) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\vec{V}_i = \frac{2}{3} \left[v_a(t) + v_b(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} + v_c(t)e^{\frac{j4\pi}{3}} \right] = v_i e^{j\omega_o t} \quad (9)$$

Donde la velocidad angular del vector es ω_i y su magnitud V_i . Al conectar una carga trifásica equilibrada a los terminales del inversor, las ecuaciones del vector espacial de la salida trifásica y las corrientes de entrada se pueden expresar de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} = i_o \begin{bmatrix} \cos \omega_o t \\ \cos (\omega_o t - 120) \\ \cos (\omega_o t - 240) \end{bmatrix} \quad (10)$$

La expresión anterior se puede representar en términos del vector espacial complejo, por lo tanto:

$$\vec{I}_o = \frac{2}{3} \left[i_1(t) + i_2(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} + i_3(t)e^{\frac{j4\pi}{3}} \right] = i_o e^{j(\omega_o t + \phi_o)} \quad (11)$$

Asimismo, la representación del vector espacial de las corrientes de entrada al inversor trifásico vendrá dada por:

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i(t) \end{bmatrix} = i_i \begin{bmatrix} \cos \omega_o t \\ \cos (\omega_o t - 120) \\ \cos (\omega_o t - 240) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\vec{I}_i = \frac{2}{3} \left[i_a(t) + i_b(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} + i_c(t)e^{\frac{j4\pi}{3}} \right] = i_i e^{j(\omega_o t + \phi_i)} \quad (13)$$

Las ecuaciones del sistema inversor trifásico presentan no linealidades de orden cuadrático y las corrientes presentes en el sistema tienen un comportamiento lineal a la raíz cuadrada de cada una de las fases. Para el proceso de ecuaciones linealizadas del inversor trifásico se usan

las series de Taylor, que se utilizan para diseñar un controlador de realimentación de estado.

$$f_v = (x, u) = f_v(x_r, u_r) + \frac{\partial f}{\partial x} |_{x_r, u_r} (x - x_r) + \frac{\partial f}{\partial u} |_{x_r, u_r} (u - u_r) \quad (14)$$

Siendo $x \in R^{n \times 1}$ el vector estado, u es la señal de entrada al brazo robótico; x_r y u_r son los puntos de equilibrio. El modelo de espacio de estado linealizado en forma continua se da en la Ecuación:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial v_1}{\partial x_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial v_2}{\partial x_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial v_3}{\partial x_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} \end{bmatrix} u(t)$$

Las matrices desarrolladas se describen anteriormente en el espacio continuo, para ser implementadas en nuestro sistema:

$$x_{k+1} = G x_k + K u_k \quad 0.25 \text{ segundos.}$$

El objetivo es calcular una ley de control permisible, que permita minimizar el valor de los costos del segundo nivel funcional del inversor trifásico.

$$J(u(.)) = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [X^T(t) + QX(t) + u^T(t) + Ru(t)] dt \rightarrow \min_{u(.)} \quad (15)$$

El Regulador Cuadrático Lineal resultante tiene la siguiente forma:

$$u^{opt}(t) = -R^{-1}(t)B^T(t)P(t)X^{opt}(t) \quad (16)$$

Donde $P(t)$ es una solución de la ecuación de Ricatti:

$$P(t) = -(A^T \dot{P}(t) + P(t)A(t) + P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t) - Q(t)) \quad (17)$$

Con la condición final:

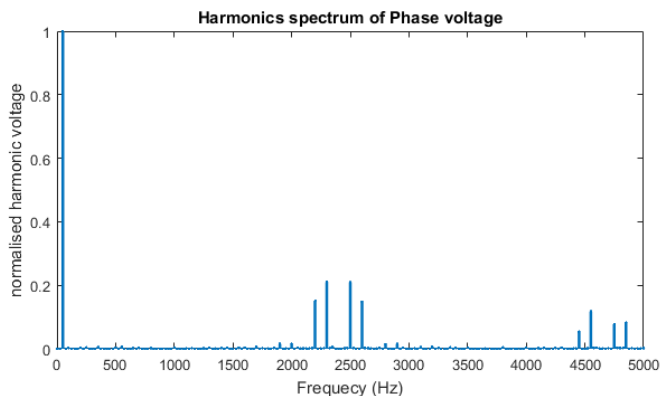
$$P(t_f) = 0 \quad (18)$$

3. Resultados

Con los datos obtenidos por modelación del sistema de inversor trifásico, los sistemas de matrices fueron

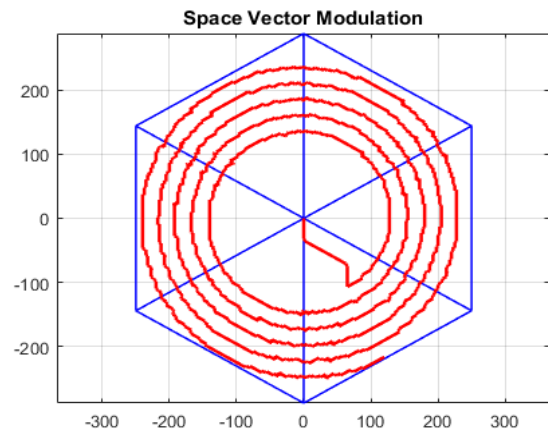
obtenidos en variables estatales y analizados en la caja de herramientas para los Sistemas mixtos de Matlab [15], [16].

Lo primero que hacemos es realizar un análisis del espectro de frecuencia del inversor trifásico para saber que armónicas son producidas. Como podemos ver en la Figura 2, hay un contenido armónico en 35 Hz, de la misma manera puede ser visto que en 2.5 KHz un contenido grande aparece y entre 4.5 KHz Y 4.8 KHz. Ellos son los múltiplos de frecuencias del trabajo de frecuencia fundamental del sistema y cuya amplitud se disminuye como múltiplos aumentos, como podemos ver. Pueden reducir estos efectos aplicando un filtro a la salida de inversor.



La figura 2. Espectro de frecuencia del inversor trifásico

Como se ilustra en la Figura 3, el vector activo divide el plano ab sobre seis sectores, formando los ejes de un hexágono. Este hexágono es conocido como hexágono del inversor. Esto muestra el camino de vector espacial durante la aplicación del control óptimo híbrido [7], [8]. La frecuencia angular y la amplitud de las señales de modulación respectivamente determinan la velocidad de rotación y la amplitud del vector de referencia.



La figura 3. Espacio Vector Modulación

Hay posibilidad de desarrollar algoritmos de modulación infinitos, dado que teóricamente un número infinito de señales de secuencia cero puede ser establecido. De un modo similar, porque pueden reducir las restricciones de funcionamiento y pueden reducirse a un número muy pequeño los inversores [9], [10].

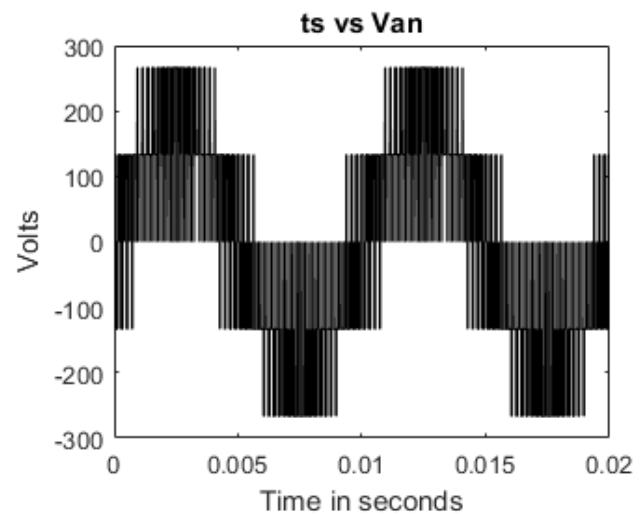


Figura 4. Voltaje en una de las fases.

En las figuras 4 y 5, podemos observar el comportamiento de cada una de las fases por la modulación del vector espacio [1], [2]. Podemos apreciar que el voltaje para cada fase es 280vpp, mostrando a un THD = 0.8, que es un valor permitido.

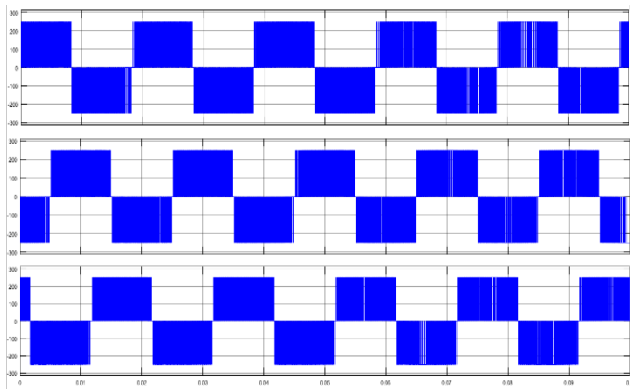


Figura 5. Voltaje en tres de las fases, Van, Vbn y Vcn”.

El ángulo es generado desde la referencia de salida integrándolo. Basado en el ángulo, el sector puede ser identificado [3], [4]. El resultado se muestra en la Figura 4.

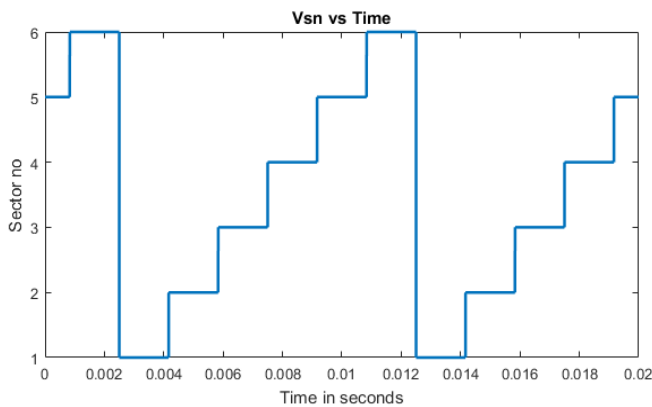


Figura 6. Ciclo útil con estándar SVPWM.

El portador SVPWM basado permite a la puesta en práctica rápida y eficiente de SVPWM sin la determinación de sector. La técnica está basada en los perfiles de proporción de deber que SVPWM expuestos (como mostrado en el Figura 7). Comparando el perfil de proporción de deber con una frecuencia más alta en el portador triangular los pulsos pueden ser generados, basados en los mismos argumentos que la modulación de anchura de pulso sinusoidal [5], [6].

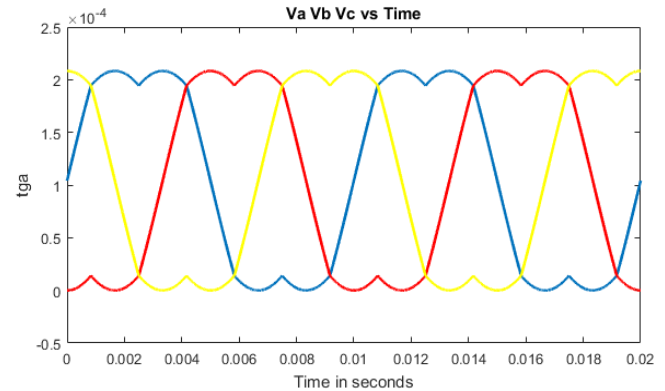


Figura 7. Perfil de Proporción de Deber con estándar SVPWM.

El control del voltaje de salida es realizado variando el índice de modulación en la amplitud: $m_a = \frac{v_+}{v_{tri}}$, es decir manteniendo la amplitud de la onda fija triangular, podemos variar la anchura de pulso por variando el voltaje de referencia positivo y negativo [7], [8]. La frecuencia de la señal triangular impone la frecuencia fundamental del voltaje de salida. En la figura 8, podemos observar el v_{tri} señal del sistema de inversor trifásico.

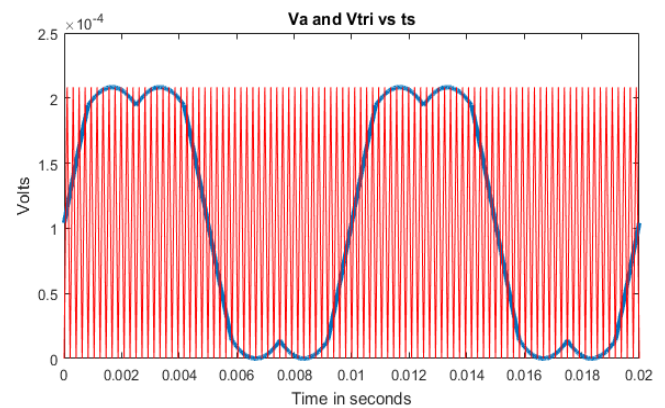


Figura 8. Vtri señalan como una función de tiempo.

Como se muestra en la Figura 8, la señal de modulación de la fase es una señal compuesta sinusoidal, el resultado de la suma de dos señales sinusoidales.

4. Conclusiones

Este artículo presenta un análisis de las variaciones principales de las técnicas de Control Híbrido de la Modulación del Vector Espacial (SVM), aplicado a

inversores trifásicos dentro del esquema de manejo de corriente eléctrica para motores A.C.

Uno de los obstáculos principales en el estudio teórico del problema del control óptimo híbrido es el tiempo usado en el cálculo que toma la simulación que usa el Toolbox de Sistemas Híbridos de Matlab. Esta restricción fue superada por la simplificación del modelo matemático que es similar a la operación de la etapa del convertidor de potencia del sistema.

Esto permitirá a una futura investigación ser mucho más simple y que pueda progresar mucho más. Para analizar la operación correcta del control óptimo híbrido del inversor trifásico, fue examinado un modelo matemático usado con la carga de motor de inducción para una proporción de transferencia de voltaje de 0.85.

Por lo tanto, analizamos que existe cierto beneficio durante el empleo de SVM para los inversores de operaciones de transmisión de velocidad ajustables que usan la estrategia de control óptima híbrida.

Para el presente tenemos que decidir con cuidado en cuanto a cuál de las dos técnicas usar y mirar cuales son los pros y los contras de cada método.

Referencias

- [1] Celanovic, N., & Boroyevich, D. (2001). A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE Transactions on industry applications*, 37(2), 637-641.
- [2] Zhou, K., & Wang, D. (2002). Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]. *IEEE transactions on industrial electronics*, 49(1), 186-196.
- [3] Narimani, M., Yaramasu, V., Wu, B., & Zargari, N. R. (2014, August). A new simplified approach for capacitor voltage balancing of flying capacitor multilevel converters using space vector modulation. In *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014 16th European Conference on (pp. 1-9). IEEE.
- [4] Deng, Y., Teo, K. H., Duan, C., Habetler, T. G., & Harley, R. G. (2014). A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(10), 5204-5217.
- [5] Zhang, Y., & Qu, C. (2015). Direct power control of a pulse width modulation rectifier using space vector modulation under unbalanced grid voltages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(10), 5892-5901.
- [6] Song, W., Ma, J., Zhou, L., & Feng, X. (2016). Deadbeat predictive power control of single-phase three-level neutral-point-clamped converters using space-vector modulation for electric railway traction. *IEEE Transactions on power electronics*, 31(1), 721-732.
- [7] Jiao, Y., Lee, F. C., & Lu, S. (2014). Space vector modulation for three-level NPC converter with neutral point voltage balance and switching loss reduction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(10), 5579-5591.
- [8] Azhmyakov, V., Serrezuela, R. R., & Trujillo, L. G. (2014, October). Approximations based optimal control design for a class of switched dynamic systems. In *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE* (pp. 90-95). IEEE
- [9] Hu, C., Yu, X., Holmes, D. G., Shen, W., Wang, Q., Luo, F., & Liu, N. (2017). An improved virtual space vector modulation scheme for three-level active neutral-point-clamped inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(10), 7419-7434.
- [10] Deng, Y., Wang, Y., Teo, K. H., & Harley, R. G. (2016). A simplified space vector modulation scheme for multilevel converters. *IEEE Transactions on Power electronics*, 31(3), 1873-1886.
- [11] Rojas, F., Kennel, R., Cardenas, R., Repenning, R., Clare, J. C., & Diaz, M. (2017). A new space-vector-modulation algorithm for a three-level four-leg npc inverter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(1), 23-35.
- [12] Jacob, B., & Baiju, M. R. (2015). A new space vector modulation scheme for multilevel inverters which directly vector quantize the reference space vector. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(1), 88-95.
- [13] Sebaaly, F., Vahedi, H., Kanaan, H. Y., Moubayed, N., & Al-Haddad, K. (2016). Design and implementation of space vector modulation-based sliding mode control for grid-connected 3L-NPC inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(12), 7854-7863.
- [14] Hasan, M., Mekhilef, S., & Ahmed, M. (2014). Three-phase hybrid multilevel inverter with less power electronic components using space vector modulation. *IET Power Electronics*, 7(5), 1256-1265.